

JP2005524331A

Bibliography

DWPI Title

Closed-loop wireless communication method in frequency division duplex W-CDMA system, involves producing transmit signal copies whose delays/weights are functions of respective multi-path transmission channel characteristics

Publication Date (Kind Code)

2005-08-11 (T)

Application Number / Date

JP2004502500A / 2003-04-18

Priority Number / Date / Country

EP2002291093A / 2002-04-30 / EP

JP2004502500T / 2003-04-18 / JP

WO2003EP4184A / 2003-04-18 / EP

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公表特許公報 (A)

(11) 特許出願公表番号

特表2005-524331

(P2005-524331A)

(43) 公表日 平成17年8月11日 (2005.8.11)

(51) Int. Cl. ^T

F 1

テーマコード (参考)

H04B 7/04

H04B 7/04

5K022

H04B 1/707

H04B 7/06

5K059

H04B 7/06

H04J 13/00

D

審査請求 未請求 予備審査請求 未請求 (全 21 頁)

(21) 出願番号 特願2004-502500 (P2004-502500)
 (86) (22) 出願日 平成15年4月18日 (2003.4.18)
 (85) 翻訳文提出日 平成16年10月27日 (2004.10.27)
 (86) 国際出願番号 PCT/EP2003/004184
 (87) 国際公開番号 WO2003/094386
 (87) 国際公開日 平成15年11月13日 (2003.11.13)
 (31) 優先権主張番号 02291093.9
 (32) 優先日 平成14年4月30日 (2002.4.30)
 (33) 優先権主張国 欧州特許庁 (EP)

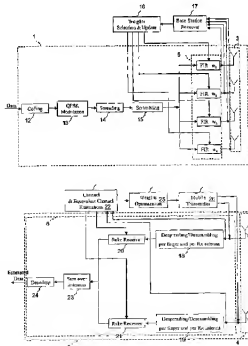
(71) 出願人 390009597
 モトローラ・インコーポレイテッド
 MOTOROLA INCORPORATED
 アメリカ合衆国イリノイ州シャンバーグ、
 イースト・アルゴンキン・ロード1303
 (74) 代理人 100089705
 弁理士 社本 一夫
 (74) 代理人 100076691
 弁理士 堀井 忠武
 (74) 代理人 100075270
 弁理士 小林 泰
 (74) 代理人 100080137
 弁理士 千葉 昭男

最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 適応送信アンテナ・アレイを用いた無線伝送

(57) 【要約】

適応送信アンテナ・アレイ (3) を用いた信号の閉ループ無線通信であって、送信アンテナ・アレイ (3) により送信されるべき複数の信号のコピーが、送信アンテナ・アレイ (3) から受信機 (2) の受信アンテナ・アレイ (4) までのマルチパス伝送チャネル特性 (H) の関数である遅延及び重み (w_n^j) を有して生成され、且つ送信アンテナ・アレイ (3) により送信される前に組み合わせられる。受信機 (2) は、各受信アンテナ素子からの受信信号成分であって、マルチパス伝送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み (u) を有する当該受信信号成分を組み合わせる。受信機が、受信アンテナ・アレイからの受信信号であって、マルチパス伝送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み (u) を有する当該受信信号をコピーし且つ当該コピーされた受信信号を組み合わせるマルチフィンガ・レイク受信機 (6) を備えることが好ましい。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】

適応送信アンテナ・アレイ (3) を用いた信号の閉ループ無線通信方法であって、前記送信アンテナ・アレイ (3) により送信されるべき信号の複数のコピーが、前記送信アンテナ・アレイ (3) から受信機 (2) の受信アンテナ・アレイ (4) までのマルチパス伝送チャネル特性 (太字 H) の関数である遅延及び重み (w_n^j) を有して生成され、且つ前記送信アンテナ・アレイ (3) により送信される前に組み合わせられる、前記方法において、

各送信アンテナ素子 (n) に関する送信コピーの遅延及び重み (w_n^j) が、前記送信アンテナ素子から前記受信アンテナ・アレイまでのそれぞれのマルチパス伝送チャネル特性

10

【数 1】

$$(h_{n,m=1}^{l=1}, \dots, h_{n,m=M}^{l=L})$$

の関数であり、それにより各受信機素子へ伝搬されるマルチパス信号成分が、伝搬経路に応じて区別可能の遅延を有して受信され、

前記受信機 (2) が、前記マルチパス伝送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み (太字 u) を有する各受信アンテナ素子からの受信信号成分を組み合わせることを特徴とする方法。

【請求項 2】

前記受信機が、前記マルチパス伝送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み (太字 u) を有する受信信号であって前記受信アンテナ・アレイからの前記受信信号をコピーするマルチフィンガ・レイク受信機 (6) を備える請求項 1 記載の方法。

20

【請求項 3】

前記のマルチパス送信コピーの前記遅延及び重み (w_n^j) が、前記受信機 (2) の出力を少なくともほぼ最大にするように、各送信アンテナからのマルチパス伝送チャネル特性

【数 2】

$$(h_{n,m=1}^{l=1}, \dots, h_{n,m=M}^{l=L})$$

のそれぞれの関数である請求項 1 又は 2 記載の方法。

30

【請求項 4】

前記の送信コピーの前記遅延及び重み (w_n^j) が、マトリックス (太字 w) に実質的に等しく、ここで

【数 3】

$$W_i = (w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iM})^T$$

は、送信アンテナ # i に適用される FIR フィルタの係数を表し、M は、FIR フィルタ遅延スキームの基本時間間隔の数であり、

(太字 w) は、マトリックス

40

【数 4】

$$H^H H$$

の最大固有値に対応する固有ベクトルに実質的に等しいように計算され、ここで、(太字 H) は、シンボル・データが見る等価チャネルのマトリックスであり、(太字 H)^H は、マトリックス (太字 H) のエルミート変換である

請求項 3 記載の方法。

【請求項 5】

前記受信機 (2) により適用される前記遅延及び重みが、

【数 5】

$$u = \frac{w^H H^H}{\sqrt{w^H H^H w}}$$

に実質的に等しい請求項 4 記載の方法。

【請求項 6】

前記のマルチパス送信コピーの数及び遅延位置が、前記送信アンテナ（3）と前記受信アンテナ（4）との間のマルチパス軌道の数の関数として選択される請求項 1 から 3 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 7】

所与の送信アンテナ素子及び前記受信アンテナ・アレイに関する前記マルチパス送信コピーの遅延位置が、0, $q_0 - q_0 - 1, \dots, q_0 - q_1$ に実質的に等しいように選択され、ここで、

【数 6】

$$q_1 T_s, q_2 T_s, \dots, q_0 T_s$$

が、その送信アンテナ素子と前記受信アンテナ・アレイとの間の Q 個の非ヌル軌道の遅延を表す

請求項 6 記載の方法。

【請求項 8】

前記送信コピーの前記重みが、ベクトル（太字 w）に実質的に等しく、ここで、

【数 7】

$$w_i = (w_{i1}, w_{i2}, \dots, w_{iM})^T$$

は、送信アンテナ # i に適用される F I R フィルタの係数を表し、M は、F I R フィルタ遅延スキームの基本時間間隔の数であり、

（太字 w）は、マトリックス

【数 8】

$$G^H G$$

の最大固有値に対応する固有ベクトルに実質的に等しいように計算され、ここで、（太字 G）^H は、マトリックス（太字 G）のエルミート変換であり、（太字 G）は、シンボル・データが見る等価チャネルのマトリックスである（太字 H）から、選択されなかった遅延値に対応するマトリックスの重み列をヌルにするよう設定することにより導出される

請求項 6 記載の方法。

【請求項 9】

前記受信機（2）により適用される前記遅延及び重みが、

【数 9】

$$u = \frac{w^H G^H}{\sqrt{w^H G^H w}}$$

に実質的に等しい請求項 7 記載の方法。

【請求項 10】

任意の 1 つの送信アンテナに関する前記マルチパス送信コピー間の最大遅延が、その送信アンテナと前記受信アンテナ・アレイとの間のマルチパス軌道間の最大遅延に実質的に等しい請求項 1 から 9 のいずれか一項に記載の方法。

【請求項 11】

適応送信アンテナ・アレイ（3）と、

10

20

30

40

50

前記送信アンテナ・アレイにより送信されるべき信号のマルチパス・コピーであって前記送信アンテナ・アレイ（３）から受信アンテナ・アレイ（４）までのマルチパス・伝送チャネル特性（（太字 H））の関数である遅延及び重み（ w_n^j ）を有する前記マルチパス・コピーを生成し、且つ前記送信アンテナ・アレイ（３）による送信の前に前記コピーされた信号を組み合わせた有限長インパルス応答フィルタ手段（５）とを備える信号の閉ループ無線通信用送信機であって、

各送信アンテナ素子（ n ）に関する送信コピーの遅延及び重み（ w_n^j ）が、前記送信アンテナ素子から前記受信アンテナ・アレイまでのそれぞれのマルチパス伝送チャネル特性

【数 1 0】

$$(h_{n,m=1}^{l=1}, \dots, h_{n,m=M}^{l=L})$$

10

の関数であり、それにより各受信機素子へ伝搬されるマルチパス信号成分が、伝搬経路に応じて区別可能な遅延を有して受信され、

前記の送信される信号は、前記マルチパス伝送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み（（太字 u））を有する各受信アンテナ素子からの受信信号成分を組み合わせた受信機（２）による受信に適していることを特徴とする送信機。

【請求項 1 2】

チャネル情報を前記受信機から受信するチャネル情報手段（１６）を備える請求項 1 1 記載の送信機。

20

【請求項 1 3】

前記チャネル情報手段が、前記のコピーされた信号のあり得る遅延及び重み組み合わせ関数のための記憶手段を備え、

前記チャネル情報手段（１６）が、前記記憶手段からの遅延及び重み組み合わせ関数を、前記受信機からの前記チャネル情報の関数として識別する請求項 1 2 記載の装置。

【請求項 1 4】

請求項 1 から 1 0 のいずれか一項に記載の方法を実行することに適した請求項 1 1 から 1 3 のいずれか一項に記載の送信機。

30

【請求項 1 5】

適応送信アンテナ・アレイ（３）を備える送信機（１）からの信号を閉ループ無線通信により受信する少なくとも 1 つの受信アンテナを有する受信アンテナ・アレイ（４）を備える受信機であって、

前記受信機は、

前記送信機で組み合わせられ且つその受信機素子へ前記送信アンテナ・アレイにより伝搬された複数のマルチパス信号成分であって前記マルチパス信号成分が伝搬経路に応じて区別可能な遅延を有して受信されるようにその送信アンテナ素子からのそれぞれのマルチパス伝送チャネル特性

【数 1 1】

$$(h_{n,m=1}^{l=1}, \dots, h_{n,m=M}^{l=L})$$

40

の関数である各送信アンテナ素子（ n ）に関する遅延及び重み（ w_n^j ）を有する前記複数のマルチパス信号成分を受信するのに適した関数に従ったマルチパス伝送チャネル（（太字 H））のそれぞれの関数である遅延及び重み（（太字 u））を有する受信信号成分であって各受信アンテナ素子からの前記受信信号成分を組み合わせる組み合わせ手段（１８～２１）を備えることを特徴とする受信機。

【請求項 1 6】

前記受信機が、前記受信アンテナ・アレイからの受信信号であって、前記マルチパス伝

50

送チャネルのそれぞれの関数である遅延及び重み（「太字u」）を有する前記受信信号をコピーし且つ前記のコピーされた受信信号を組み合わせたマルチフィンガ・レイク受信機（6）を備える請求項15記載の受信機。

【請求項17】

チャネル情報を前記送信機（1）に送るチャネル情報手段（22, 25）を備える請求項15又は16記載の受信機。

【請求項18】

前記チャネル情報手段（22, 25）が、前記のコピーされた信号のあり得る遅延及び重み組み合わせ関数のための記憶手段を備え、

前記チャネル情報手段が、前記記憶手段からの関数を前記送信機（1）に関する前記チャネル情報の関数として識別する

請求項17記載の受信機。

【請求項19】

請求項1から9のいずれか一項に記載の方法を実行することに適した請求項15から18のいずれか一項に記載の受信機。

【発明の詳細な説明】

【技術分野】

【0001】

〔発明の分野〕

本発明は、適応送信アンテナ・アレイを用いた信号の閉ループ無線伝送に関し、特に遅延拡散環境での伝送に適している。

【0002】

〔発明の背景〕

データ伝送に関する無線通信システムの重要性は絶えず増大しつづくと考えられ、その範囲には、最大の意味で、例えば、音声又は他の音及び画像、並びに抽象的なデジタル信号が含まれると理解されるべきである。

【0003】

無線通信システムのため現在提案されている標準は、3GPP（第3世代パートナーシップ・プロジェクト）標準、及び3GPP2標準（これらは符号分割多元接続（「CDMA」）及び周波数分割デュプレックス（「FDD」）又は時分割デュプレックス（「TDD」）を使用する。）、ヨーロッパ電気通信標準協会（「ETSI」）のHiperLAN及びHiperLAN2ローカル・エリア・ネットワーク標準（これらは時分割デュプレックス（「TDD」）を使用する。）、及び国際電気通信連合（「ITU」）のIMT-2000標準を含む。本発明は、これらの種類のシステム及び他の無線通信システムに適用可能である。

【0004】

雑音及び干渉に対するシステムの感度を低減し且つ送信電力を制限しながらシステムの通信容量を改善するため、同じデータが異なる送信及び／又は受信アンテナ素子を介して伝送される空間-時間ダイバーシティと、同じデータがそれらの副搬送波周波数により区別される異なるチャネルを介して拡散される直交周波数分割多重（「OFDM」）のような周波数拡散を含む様々な技術が、別々に又は組み合わせて用いられる。

【0005】

受信機において、シンボルの検出は、複素チャネル減衰及び位相偏移、即ちチャネル状態情報（「CSI」）の知識を利用して実行される。チャネル状態情報は、受信機において、送信機からデータと一緒に送信されたパイロット信号の値を測定することにより獲得される。チャネルの知識は、受信された信号を最大比組み合わせ技術に従って共同で処理するのを可能にし、当該最大比組み合わせ技術においては、受信された信号が、推定されたチャネル伝送マトリックスのエルミート転置により乗算される。

【0006】

送信ダイバーシティを管理する2つの幅広い方法は、「閉ループ」と「開ループ」とに

10

20

30

40

50

類別されてきた。閉ループ信号送信においては、送信チャネルに関する情報は、通信を改善するため送信機で利用される。例えば、ETSI UMTS 物理層エキスパート・グループに提示されたドキュメント Tdoc SMG2 UMTS-L1 318/98 は、送信適応アレイ (Tx AA) FDD スキームの動作を記述しており、当該スキームにおいては、専用チャネルが、各送信アンテナで同じデータ及び符号と共にであるがしかしアンテナ特有の振幅及び位相重み付けと共にコヒーレントに送信される。受信機は、共通チャネル上を送信されたパイロットを用いて、各アンテナから見られるチャネルを別々に推定する。受信機は、当該受信機で受信された電力を最大にするため送信機で印加されるべきである重みを推定し、当該重みを量子化し、そしてそれらを送信機へフィードバックする。送信機は、それぞれの量子化された重みを、アレイの各送信アンテナから送信された信号の振幅及び位相に適用する。本発明の譲受人に譲渡された米国特許 No. 6,192,256 は、この種類の閉ループ伝送システムを記載する。代替として、TDD システムにおいては、ダウンリンク送信アンテナに印加された信号を重み付けするためのチャネル状態情報は、ダウンリンク及びアップリンクのチャネルが相互的であると仮定して、任意の特定のチャネル又は重み付け情報を受信機から送信機へ送信することをしないで、アップリンク信号から導出され得る。

【0007】

通信の更なる改善は、レイク受信機の使用により得ることができる。マルチパス・チャネルにおいては、元の送信された信号は、建物及び山のような障害物から反射され、そして受信機は、様々な遅延を有する信号の幾つかのコピーを受信する。複数の信号が相互から 2 以上の基本信号要素だけ離れて到着する場合、単一の受信機はそれらを分解する (resolve) ことができる。実際に、各個別のマルチパス信号の観点から、他のマルチパス信号は、干渉と見なされ、そしてそれらは、単一の受信機又は単一のレイク受信機フィンガの処理利得により抑圧される。

【0008】

レイク受信機は、分解されたマルチパス信号を組み合わせることでにより更なる便益を得る。Ramjee Prasad 及び Tero Ojanpera によるレビュー「広帯域 CDMA に向けての CDMA 進展の概観 (An Overview of CDMA evolution toward wideband CDMA)」(IEEE 通信サーベイ (IEEE Communication Surveys 発行) は、レイク受信機の一例を記載する。拡散及び変調後に、信号が送信され、そしてマルチパス・チャネルにおける信号は遅延され、そしてそれぞれ量だけ減衰される。レイク受信機は、信号の異なるマルチパス成分を受信する複数の受信機フィンガを有する。各フィンガにおいて、受信された信号は、拡散コードにより相関させられ、それは、マルチパス信号のそれぞれの測定された遅延と時間的に位置合わせされる。逆拡散後に、信号は、例えば、最大比組み合わせにより重み付けされ、そして組み合わせられる、即ち、各信号を経路利得 (減衰率) により重み付けする。受信されるマルチパス信号が独立にフェード (fade) するので、ダイバーシティの順序 (diversity order)、従って性能が改善される。

【0009】

実際に、移動受信機の動きは、散乱環境を変え、従って遅延及び減衰率が同様に変わるであろう。レイク受信機フィンガは、ハードウェアによるよりむしろソフトウェア・アルゴリズムにより定義され得る。送信マルチパス・チャネル・プロファイルが測定され、次いでレイク・フィンガ (RAKE fingers) が割り当てられ得る。小規模の変化を符号追跡ループが面倒を見、その符号追跡ループは各マルチパス信号の時間遅延を追跡する。

【0010】

3GPP 作業グループ 1 に提示された資料「連結事前重みを有する送信ダイバーシティ (Transmit diversity with joint pre-distortion)」(Tdoc 3GPP TSGR1 #6 (99) 918) は、UMTS TD

10

20

30

40

50

Dモードに対して、受信機での連結検出の必要性を取り除くため、各スマート・アンテナ要素上の送信信号を別々に（又は同時に）事前歪み化することを提案し、単一フィンガ・レイク受信機を使用することができることになる目的が記述され、即ち、送信された信号は、あたかも受信された信号がマルチパス信号でなくシングルパス信号であったように、受信された信号が受信機に現れるように変更される。利点は、マルチパス・ダイバーシティから得られない。

【0011】

H. Sampath, H. Boelcskei及びA. J. Paulrajによる論文「遅延拡散を有するMIMO無線チャネルのための事前等化（Pre-equalization for MIMO wireless channels with delay spread）」（VTC2000においてIEEEにより発行）は、送信機で使用可能にされるチャネル知識を用いて、移動局の複雑さを低減するように、送信アンテナから送信される信号を事前等化するOFDM伝送システムを記載する。当該システムは有限インパルス応答（FIR）フィルタを含み、当該有限インパルス応答（FIR）フィルタは、それぞれの遅延及び重み（利得）を有する送信信号のコピーを組み合わせ、そしてその組み合わせられた信号を送信アンテナから発射する。

10

【0012】

両方のケースにおいて、干渉を最小にし且つマルチフィンガ・レイク受信機又は受信機での等化器の使用を回避するため、そのようなスキームはチャネルの様子（channel look）を平坦にすることを試みている。本発明は、マルチパス信号を利用することによりこれらのシステムと比較して改善された性能を得る。

20

【0013】

〔発明の概要〕

本発明は、添付の特許請求の範囲に記載されたように適応送信アンテナ・アレイを用いた信号の閉ループ無線伝送の方法及び装置を提供する。

【0014】

〔好適な実施形態の詳細な説明〕

図1は、送信ダイバーシティ無線通信ネットワークによりデータを伝送するシステムの第1の実施形態を示す。当該システムは、送信機側として（その送信機能を主に参照して）説明されるであろう第1の局と、受信機側として（その受信機能を主として参照して）説明されるであろう第2の局を備える。このケースにおいては、第1の局及び第2の局は、両方共、送信及び受信の両方が可能であり、そして更に、同じアンテナ素子が、本発明の好適な実施形態において送信及び受信の両方のため用いられる。

30

【0015】

送信機側1は、N個の送信アンテナ素子のアレイ3を備える。システムの受信機側2は、M個の受信アンテナ素子のアレイ4を備える。それぞれの側のアンテナ素子の数は、経済的考慮事項と、増大したチャネル・ダイバーシティを提供するための技術的望ましさとの間の妥協として選定される。移動電話のケースにおいては、単一の基地局は、数百の移動ユニット又は数千もの移動ユニットに対して働き、従って移動ユニットより基地局にアンテナ素子を追加することの方がより経済的である。しかしながら、ローカル・エリア・ネットワーク（「LAN」）のケースにおいては、ユーザ局のコストは、移動電話のケースにおけるより、その重大さがより小さく、そしてより多くの数のアンテナは、移動電話のケースにおけるよりユーザ側で選定されるであろう。

40

【0016】

アレイ3の各送信アンテナ素子は、様々な経路を介してアレイ4の受信アンテナ素子のそれぞれに送信する。従って、合計M個の受信アンテナ素子の中からm番目の受信アンテナ素子を考慮すると、送信アンテナ素子1～Nまでのそれぞれは、複雑なマルチパス・フェーディングを導入する多重反射及び散乱に起因して様々な経路を介して受信アンテナ素子mへ送信する。チャネル・エネルギーが閉じ込められる（constrain）時間窓を $L T_s$ と表示しよう。なお、 T_s は、サンプリング速度の逆数である。送信アンテナnと

50

受信アンテナ m との間のチャンネルの様々な経路（パス）を表す L 個の係数は、 $h_{n, m}^1, \dots, h_{n, m}^L$ （ここで、 $n=1, \dots, N$ 及び $m=1, \dots, M$ ）と表される。説明の簡潔のため、我々は、 $M=1$ のケースに関する状況を以下で説明する。また、以下の記載は、周波数分割デュプレックス広帯域符号分割多重（「FDDW-CDMA」）システムの例に関連し、そして基地局BSから移動局MSへの送信を参照して説明される。そのようなスキームは、例えば、UMTS FDDモードに関して考慮することができる。しかしながら、本発明は、マルチパスが存在する状態で送信ダイバーシティを使用する他のシステムに適用することができる。

【0017】

動作において、送信されるべき信号内の各シンボル x は、拡散され、そして N 個の送信アンテナのそれぞれの上で有限インパルス応答（FIR）フィルタ（各送信アンテナについてのそれぞれのFIRフィルタに等価である。）に印加される。システムの受信機側2は、復調器/検出器6を備え、当該復調器/検出器6は、信号を受信アンテナ素子アレイ4から受信し、そして n 番目の送信アンテナと m 番目の受信アンテナとの間の異なる経路からの信号成分を逆拡散し再結合した後で、受信された要素からシンボル x' を検出する。復調器/検出器6は、マルチフィンガ・レイク受信機（multi-finger rake receiver）を備える。レイク受信機は、各マルチパス成分に対して1つの受信機フィンガを有する。各フィンガにおいて、受信された信号は拡散コードにより相関させられ、それはマルチパス信号の遅延と時間的に位置合わせされる。逆拡散後、信号は、重み付けされ、そして組み合わせられる。本発明の好適な実施形態においては、最大比組み合わせ（maximal ratio combining）を用いる、即ち各信号は経路利得により重み付けされる。

【0018】

システムの送信側で、 N 個のFIRフィルタの組5は、図1に示されるように、送信アレイ3の各アンテナに対して単独のFIRフィルタを含むよう仮定される。送信アンテナ n に対するFIRフィルタの F 個の個々の係数 $w_n^1, w_n^2, \dots, w_n^F$ のベクトルを

【数1】

$$w_n = (w_n^1, w_n^2, \dots, w_n^F)^T$$

と表す。ここで、シンボル $()^T$ はベクトルの転置を意味する。係数 w_n^j （ここで、 $n=1, \dots, N$ 、及び $j=1, \dots, F$ ）は複素係数であり、それらは、レイク受信機の出力を最適化するため、チャネル・レシプロシティ（channel reciprocity）を仮定できない（例えばFDDシステム）とき、受信側2で推定されたチャネル伝達係数（channel transfer coefficients）から導出される。しかしながら、チャネル状態の推定が送信機で分かっているとき、この操作は、送信側で行うことができる（例えば、TDDシステム）。

【0020】

従って、FIRフィルタの組5は、上記の送信アンテナ・アレイ3により送信されるべき信号のコピーを生成し、各送信アンテナ素子に対する送信コピーの遅延及び重みは、送信アンテナ素子から受信アンテナ・アレイ4までのそれぞれのマルチパス送信チャネル特性の関数である。

【0021】

図2は、送信アンテナ・アレイ3が2個の送信アンテナ（ $N=2$ ）と1送信アンテナ当たり4個のFIRフィルタ（ $F=4$ ）とを備える特定のケースに対する、FIRフィルタの組5の1つの実際の実施形態の一例を示す。この実施形態においては、2個のアンテナに対するFIRフィルタは、 $(F-1)$ 個の遅延構成要素の共通組により表されるように共通の遅延時間を、また別々の組8及び9により表されるようにそれぞれの重み付け係数を有し、当該別々の組8及び9のそれぞれは、 F 個の重み付け要素を有する。次いで、重み付け係数要素のそれぞれの組8及び9からのそれぞれの信号は、それぞれの加算構成要

素10及び11により表されるように組み合わせられる。FIRフィルタの組5及び7から11が本発明の好適な実施形態においては物理的構成要素として表されているが、送信されるべき信号を遅延させ、重み付けし、そして組み合わせるFIRフィルタの機能は、ソフトウェア・アルゴリズムにより実行される。

【0022】

図3及び図4は、例えばUMTSのための3GPP標準で規定されたようにダウンリンクにおける広帯域符号分割多元接続(WCDMA)インターフェースに基づいている周波数分割デュプレックス(FDD)システムに対して図1又は図2に従ったシステムを適用した一例を示すが、図1又は図2に示される本発明の実施形態の送信ダイバーシティ・システムを含むよう変更されている。当該システムは、送信機セクション1、及び同じアンテナ・アレイ3を用いる受信機セクションを有する基地局(図3)と、幾つかの移動局とを備え、これら幾つかの移動局のうちの1つの移動局が、図4に示され、その移動局は、受信機セクション2、及び同じアンテナ・アレイ4を用いる送信機セクションを有する。図3及び図4に示される本発明の実施形態は、基地局での $N=4$ 個の送信空中線(aerials)と、移動局での $M=2$ 個の受信空中線とを備えるよう示されている。本発明のこの実施形態の方法は、図3に示される基地局の送信機と、図4に示される移動局の受信機との間の通信に適用されるように説明される。

【0023】

基地局で、データは符号化ブロック12に入力され、そこでは、CRC添付、セグメント化、チャネル符号化、レート・マッチング、インターリーブ及び多重化が実行される。その結果生じるデータ列は、QPSK変調ユニット13に供給され、2つの連続シンボルの各対は、QPSKシンボル上へマッピングされる(例えば、同じ「I」)ブランチ(branch)上の第1ビット及び直交(「Q」)ブランチ上の第2ビット)。次いで、各ブランチは、拡散ブロック14に供給され、そこでは、同じ実数値のチャネル化コードを用いて、チップ・レート(chip rate)へIブランチ及びQブランチを独立に拡散する。次いで、Iブランチ及びQブランチ上のそれぞれの実数値チップのシーケンスは、複素値チップのシーケンスとして取り扱われ、そしてスクランプリング・ユニット15において複素値のスクランプリング・コードによりスクランブルされる。その結果生じた複素値チップのシーケンスは、FIRフィルタの組5に供給される。各送信アンテナ・ブランチ $\#n$ ($n=1, \dots, 4$)に対して、複素値チップのシーケンスは、組5のそれぞれFIRフィルタに供給され、そのそれぞれのFIRフィルタの係数及び遅延は、重みベクトル(太字 w_n) (なお、本明細書では、(太字 x)は太字で表された記号 x を表す。)($n=1, \dots, 4$)により制御される。各重みベクトルは、重みセクション及び更新ユニット16において、基地局受信機17により受信されたフィードバック・ビットから導出される(漸進的精密化(progressive refinement)が、題名が「漸進的精密化TxAAモード(Progressive Refined TxAA Mode)」である、モトローラによる3GPP標準のための作業グループへの寄稿論文であって、TSGR1#7(99)c11(8月30日-9月3日、ドイツHannover)で参照されたその寄稿論文に記載されているように用いられることができる。)。各ブランチ上にその結果生じたそれぞれの信号は、送信アンテナ・アレイ3のそれぞれの送信アンテナ素子に供給される。

【0024】

パイロット・シンボルは、各送信アンテナのための送信信号に含まれる。2つの種類のパイロット・シンボル、即ち、各アンテナ上のFIRフィルタにかけられるであろう専用パイロット・シンボルと、FIRフィルタリング無しの多重入力多重出力チャネル上に送られるであろう共通パイロット・シンボル(common pilot symbols)(CPICH)とを用い得る。専用パイロット・シンボルが移動局のレイク受信機6で用いられ、これに対して、CPICHパイロット・シンボルは、送信で適用されるべき最適重みの計算において考慮されるであろう。題名が「閉ループ送信ダイバーシティ・モード2に関する検証アルゴリズム(Verification algorithm for

10

20

30

40

50

r closed loop transmit diversity mode 2)である、3GPP標準のための作業グループへのモトローラの寄稿論文であって、TSGR1#15(00)1087(8月22日-26日、ドイツBerlin)で参照されたその寄稿論文に記載されているように、検証技術が本発明の好適な実施形態で用いられる。検証技術が用いられるとき、専用パイロット・シンボルと共通パイロット・シンボルの両方に含まれる情報の組み合わせが用いられることに注目されたい。これらのチャネル推定及び等価チャネル推定(即ち、組5のFIRフィルタの効果とチャネル応答との組み合わせを含む。)は、移動局で計算される。

【0025】

図4に示される移動局は、アレイ4の各受信アンテナに対してそれぞれの逆拡散ユニット及びデスクランプリング(descrambling)ユニット18及び19を備え、それらのデスクランプリング・ユニット18及び19において、受信信号は、チャネルにより導入されるそれぞれの遅延、及び送信で用いられる組5のFIRフィルタのそれぞれの係数を考慮して逆拡散され且つデスクランプリング(スクランプリング解除)される。これらの動作は、受信アンテナ・ベースで且つフィンガ・ベースで実現される。1つのフィンガは、1つの遅延(組5のFIRフィルタのそれぞれの複素係数に起因した遅延、及びマルチパス・チャネルに起因したそれぞれの遅延を含む。)と関連付けられる。フィンガの推奨される数Rは、 $Q+P-1$ に等しく、ここで、Qは非マルチパスの数($Q \leq L$)であるが、しかし一層関連したフィンガが考慮される場合著しい劣化無しでより少なくすることができ。デスクランプリング・ユニット18及び19の出力は、シンボルのR個のコピー又はレプリカの一組である。逆拡散及びデスクランプリング後に、各シンボルのR個のレプリカは、最大比コンパナ20及び21(1個の受信アンテナ当たり1個)に供給され、当該最大比コンパナ20及び21は、それらを、例えばこの実施形態においては最大比組み合わせのような選定された判定基準に従って組み合わせる。最大比組み合わせのため適用される係数は、アンテナ・アレイ4から直接信号を受信するチャネル推定ユニット22に供給される。次いで、最大比コンパナ20及び21からのその結果生じたデータは、加算ユニット23で加算され(これはアンテナ全体にわたった加算に対応する。)、そして復号ブロック24に印加される。復号ブロック24は、符号化ユニット12の逆動作を実行し、そして推定されたデータを出力する。

【0026】

重み最適化及び選定が、チャネル推定ユニット22からのチャネル推定を用いて、ブロック25における移動ユニットで実行される。本発明の好適な実施形態においては、コードブック(又は、ルックアップ・テーブル)は、題名が「フィードバック・モード送信ダイバーシティのUE複雑さの考慮(UE Complexity Considerations of Feedback Mode Transmit Diversity)」である、モトローラによる3GPP標準のための作業グループへの寄稿論文であって、TSGR1#3(99)297(1999年3月22日-26日、Stockholm)で参照されたその寄稿論文に記載されているように用いられる。以下で説明されるようにコードブックを用いる場合、FIRフィルタに対する係数の最適組は、

【0027】

【数2】

$$P = w^H H^H w$$

により与えられる最高の受信電力を与えるコードブックの重みの組である。次いで、重みのその結果生じる組の識別は、1スロット当たりのフィードバック・ビット数のようなフィードバックに関する条件を特定して、アップリンク段階中に移動送信機ユニット26を通じて送られる。漸進的精密化技術を用いることができるので、最適化のための使用可能な重みの組は、前に送られたフィードバック・ビットを考慮するため低減されることができ、従って更新情報のみが、アップリンクを介して送信される必要があることに注目されたい。

10

20

30

40

50

【 0 0 2 8 】

再び、図 1 に示されるより一般的なケースに言及すると、受信アンテナ・アレイ 2 上で獲得される $(L + F - 1)$ 次元の信号ベクトル

【 0 0 2 9 】

【 数 3 】

$$\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_{L+F-1})$$

は、逆拡散後であって、且つ干渉及び雑音を無視するとき、次式のように書くことができる。

【 0 0 3 0 】

【 数 4 】

$$\mathbf{y} = \mathbf{H}\mathbf{w}\mathbf{x} \quad \text{式 1}$$

ここで、(太字 H) は、データ・シンボル x が見る等価チャネルのマトリックスである。この等価チャネルは、相関解除 (de-correlation) プロセスは別として各アンテナ上のチャネルとの各 FIR フィルタの畳み込みから起きる。マトリックス (太字 H) は、 $(L + F - 1)$ 行及び $(N \times F)$ 列を有し、そして次式により与えられる。

【 0 0 3 1 】

【 数 5 】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^1 & 0 & \dots & 0 & \dots & h_n^1 & 0 & \dots & 0 & \dots & h_N^1 & 0 & \dots & 0 \\ h_1^2 & h_1^1 & \dots & \vdots & \dots & h_n^2 & h_n^1 & \dots & \vdots & \dots & h_N^2 & h_N^1 & \dots & \vdots \\ h_1^3 & h_1^2 & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & h_N^2 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ h_1^L & h_1^{L-1} & \dots & \vdots & \dots & h_n^L & \dots & \vdots & \dots & \dots & h_N^L & h_N^{L-1} & \dots & \vdots \\ 0 & h_1^L & \dots & \vdots & \dots & 0 & h_n^L & \dots & \vdots & \dots & 0 & h_N^L & \dots & \vdots \\ 0 & 0 & \dots & \vdots & \dots & \vdots & 0 & \dots & \vdots & \dots & 0 & 0 & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots & \dots & \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ \vdots & \vdots & \dots & h_1^{L-1} & \dots & \vdots & \vdots & \dots & h_n^{L-1} & \dots & \vdots & \vdots & \dots & h_N^{L-1} \\ 0 & 0 & \dots & h_1^L & \dots & 0 & 0 & \dots & h_n^L & \dots & 0 & 0 & \dots & h_N^L \end{bmatrix} \quad \text{式 2}$$

式 1 において、重みベクトル (太字 w) は、長さ $N \times F$ の列ベクトルである、即ち、

【 0 0 3 2 】

【 数 6 】

$$\mathbf{w} = (w_1^1, w_1^2, \dots, w_1^F, w_2^1, \dots, w_N^F)$$

である。理想的最大比組み合わせレイク受信機は、次の係数

【 0 0 3 3 】

【 数 7 】

$$\mathbf{u} = \frac{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H}{\sqrt{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}}} \quad \text{式 3}$$

を適用することにより行ベクトル (太字 y) の $(L + F - 1)$ 個の要素を組み合わせる。

【 0 0 3 4 】

ここで、指数 H (e x p o n e n t H) は、エルミート転置及び共役ベクトルに対応する。これは、各送信アンテナ上で送られたパイロット・シーケンス (WCDMA システ

ムにおける専用パイロット・シンボル及び共通パイロット・シンボルの両方)を、送信された重みと組み合わせられたチャネル係数を推定するため用いることを意味する。式3において、ベクトル(太字 u)は、レイク受信機の出力での(雑音+干渉)のレベルがチャネル係数と共に変化しないように正規化される。従って、レイク受信機の出力は、

【0035】

【数8】

$$z = \sqrt{\mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w}} x \quad \text{式4}$$

に等しい。

【0036】

シンボル・データ・パワーが正規化される場合、所望の信号の瞬時受信電力は、

【0037】

【数9】

$$P = \mathbf{w}^H \mathbf{H}^H \mathbf{H} \mathbf{w} \quad \text{式5}$$

に等しい。

【0038】

重みベクトル(太字 w)は、単位ノルム制約(unit norm constraint) 20

【0039】

【数10】

$$\|\mathbf{w}\| = 1$$

の下で受信電力 P を最大にするため、合計送信電力も正規化されるよう選定される。固有フィルタの解とも呼ばれる(太字 w)に関する解析的解は、マトリックス

【0040】

【数11】

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$$

30

の最大固有値に対応する固有ベクトルである(例えば、Simon Haykinの著書「適応フィルタ理論(Adaptive filter theory)」(Prentice Hall発行)の4.4及び4.5章参照)。

【0041】

本発明の一実施形態においては、この解析的解が、計算され、量子化され、符号化され、そして例えば、FDD WCDMA通信のケースでは受信機(例えば、移動局)から送信機(例えば、基地局)へ戻すよう送信される。

【0042】

本発明の好適な実施形態においては、重みベクトル(太字 w)の成分は、受信機2(ルックアップ・テーブル又はコードブック)に格納された事前定義された値のリストの中で選定され、それにより、その結果生じるベクトル(太字 w)は、受信電力を少なくともほぼ最大にする。なお、対応するリストは、送信機1に格納される。それぞれの事前定義された値は、振幅値及び位相シフトの組み合わせ $a \exp(j\phi)$ か、又は単なる位相シフト $\exp(j\phi)$ (送信電力の正規化から離れた)かであることができる。位相シフトに対する1組の潜在的候補は、例えば、

【0043】

40

【数 1 2】

$$\varphi \in \left\{ \frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, -\frac{3\pi}{4}, -\frac{\pi}{4} \right\}$$

である。次いで、選定されたベクトル（太字 w ）を定義する指標（index）が、符号化され、そして事前定義された速度（例えば、1ビット/スロット）に従って FDD スキーム用送信機 1 へ戻すよう送られ、それは、それ自体のリストの対応するベクトルを選択する。この例においては、これは、各重みベクトル（太字 w ）が 2 ビット上へ符号化されることを意味する。また漸進的精密化技術を送信機及び受信機の両方で用いることができることに注目されたい。方法及び量子化パラメータの選定は、要求されるサービスの質（QoS）（ビット誤り率「BER」、フレーム誤り率「FER」、容量、C/I 要件、フィードバック速度、チャネル条件、等々）に依存する。

【0044】

例えば、TDD システムにおけるように、チャネル・レスプロシティを仮定することができるとき、解析的解法並びに量子化プロセスは、送信機で行うことができ、そして受信機からのいずれのフィードバックも必要としない。

【0045】

この実施形態の好適な実現においては、アレイ 3 の各送信アンテナ上の 1 個の FIR フィルタ当たりの係数の数は、チャネル長に等しく、即ち、そのチャネルに対するマルチパスの合計数 L に等しく選定される。この係数の数は、性能と複雑さとの間の良好な妥協を表すことが判明した。

【0046】

図 5 は、各アンテナ上のマルチパス・チャネルがそれぞれのエネルギー 0.6、0.3、0.1 及びそれぞれの遅延 0、2、3 Tc を有する 3 タップから成るとき、FIR フィルタにおけるタップの数の影響のシミュレーションを表す（なお、タップは Tc だけ離間しており、ここで Tc はチップ周期である。）。FIR フィルタの係数の数を増大させることが TXAA システムの性能の改善をもたらす、各アンテナについて 4 係数の FIR フィルタの場合、2.3 dB の利得を、1 アンテナ当たり唯一つの重みと比較して、得ることができることが分かるであろう。係数の数が 12 へ増大すると、0.9 dB の追加の利得が得られる。しかしながら、飽和効果が存在し、実際に、12 係数の FIR を有する TXAA システムは、それがより複雑にも拘わらず、実質的に、10 係数の FIR を有する TXAA システムと同じ性能を達成することが分かるであろう。従って、複雑さ（即ち、FIR 係数の数）と性能との間のトレードオフを考慮することは価値がある。

【0047】

他の好適な実施形態に従って、例えば、FDD システムに関して、受信機と送信機との間の信号伝送量（amount of signalling）（フィードバック）は、各 FIR フィルタの係数の数 F に依存するので、特に大きい遅延を有するチャネルが考慮されるとき、この数を最小にすることが望ましい場合があり得る。例えば、それぞれの遅延 $q_1 T_s, q_2 T_s, \dots, q_Q T_s$ に対応する Q 個の非零ル経路（ $Q \leq L$ ）から成るチャネルを考慮してみる。ここで、 $q_i \in [q_{i-1}, q_{i+1}]$ [$i = 2, \dots, Q-1, 0 \leq q_1 \leq q_Q = L-1$ (q_i は整数値)] に対してである。直前で説明したアプローチは、結局は各アンテナについて L 係数の FIR フィルタになり、それは、 L が大きい場合、 Q が小さい場合ですら、比較的複雑である場合があり得る。複雑さ対性能問題を効率的に処理するため、この数は、 Q タップまで低減することができ、即ち、チャネルの無視し得ない又は関連した経路の数のみを、送信アンテナと受信アンテナとの間のマルチパス軌道の数の関数として選択することに還元することができる。これらのタップは、必ずしも T_s だけ離間しているのではなく、遅延 0、 $T_s, 2T_s, \dots, (L-1)T_s$ （振幅ではなく遅延の点で）に対応する L 個の係数の位置の中で選定される。これは、 $n = 1, \dots, N$ に対して $L-Q$ 個の零成分を有するベクトル（太字 w_n ）を考慮することと等価である。

10

20

30

40

50

【 0 0 4 8 】

(太字 $w_n(Q)$) を、ベクトル (太字 w_n) のヌル成分を抑圧 (suppress) することによりベクトル (太字 w_n) から獲得される Q 次元のベクトルを表すとする。結局ベクトル

【 0 0 4 9 】

【 数 1 3 】

$$w(Q) = (w_1(Q), w_2(Q), \dots, w_N(Q))^t$$

に関して書かれた最大受信エネルギーとなる好適な実施形態は、遅延の点で逆チャネル・フィルタ (reverse channel filter) に対応する位置、即ち次の位置

【 0 0 5 0 】

【 数 1 4 】

$$0, q_0 - q_{Q-1}, \dots, q_Q - q_1 \quad \text{式6}$$

での (太字 w_n) の非ヌル係数の位置を選択することになる。

【 0 0 5 1 】

電力最大化 (式 5 を参照) のため用いられるべきである、 $(Q \times N)$ 列及び $(L + F - 1)$ 行 (即ち、 $2L - 1$) を有する新しいマトリックス (太字 G) は、(太字 w) のヌル係数に対応するマトリックス (太字 H) の列を抑圧することにより得られる。その結果得られる FIR 係数ベクトル (太字 $w(Q)$) は、マトリックス

【 0 0 5 2 】

【 数 1 5 】

$$G^H G$$

の最大固有値に対応する固有ベクトルの成分である。これらの係数の遅延の観点からの位置は、式 6 により与えられる。

【 0 0 5 3 】

FIR フィルタ・タップ位置を選択し、係数を計算し、そして移動局から基地局へフィードバックを与える好適な方法が、図 6 に示されている。第 1 のステップ 27 において、基地局における FIR フィルタのタップ位置 (即ち、遅延) は、アップリンクの推定に基づいて設定される。第 2 のステップ 28 において、移動局の重み選択及び更新ユニット 16 は、各フィンガに対する

【 0 0 5 4 】

【 数 1 6 】

$$G^H G$$

をダウンリンク信号パイロットから計算し、そして第 3 のステップ 28 において、移動局は、量子化された情報 (太字 $w(Q)$) (振幅及び位相) をアップリンク・フィードバック (FBI) フィールドを介して基地局へフィードバックして、タップ位置及び FIR 係数を補正する。

【 0 0 5 5 】

一例として、 $0, 2T_c, 3T_c$ に位置した $Q=3$ の非ヌル経路を有するマルチパス・チャネルを考えてみる。ここで、 T_c は、チップ持続時間である (単純化のためこのケースでは $T_s = T_c$ であり、そして $L=4$ である。)。また、システムが $N=2$ 個の送信アンテナ及び $M=1$ 個の受信アンテナから構成されると仮定する。最後に、各 FIR フィルタの係数の数は、4 に等しい (即ち、 $F=4$) と仮定する。対応するマトリックス (太字 H) は、

【 0 0 5 6 】

10

20

30

40

50

【数 17】

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} h_1^1 & 0 & 0 & 0 & h_2^1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & h_1^1 & 0 & 0 & 0 & h_2^1 & 0 & 0 \\ h_1^3 & 0 & h_1^1 & 0 & h_2^3 & 0 & h_2^1 & 0 \\ h_1^4 & h_1^3 & 0 & h_1^1 & h_2^4 & h_2^3 & 0 & h_2^1 \\ 0 & h_1^4 & h_1^3 & 0 & 0 & h_2^4 & h_2^3 & 0 \\ 0 & 0 & h_2^4 & h_1^3 & 0 & 0 & h_2^4 & h_2^3 \\ 0 & 0 & 0 & h_1^4 & 0 & 0 & 0 & h_2^4 \end{bmatrix} \quad \text{式7}$$

により与えられる。

【0057】

マトリックス

【0058】

【数 18】

$$\mathbf{H}^H \mathbf{H}$$

の最大固有値に対応する固有ベクトル

【0059】

【数 19】

$$\mathbf{w} = (w_1^1, w_1^2, w_1^3, w_1^4, w_2^1, w_2^2, w_2^3, w_2^4)$$

は、結局各FIRフィルタに適用される係数となる。

【0060】

Q = 3 個の係数のみが各FIRフィルタにおける非ゼロであり且つ前述したように配置される（即ち、遅延0, T_c , $3T_c$ に対応する）ことを仮定する場合、その結果生じるマトリックス（太字G）は、

【0061】

【数 20】

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} h_1^1 & 0 & 0 & h_2^1 & 0 & 0 \\ 0 & h_1^1 & 0 & 0 & h_2^1 & 0 \\ h_1^3 & 0 & 0 & h_2^3 & 0 & 0 \\ h_1^4 & h_1^3 & h_1^1 & h_2^4 & h_2^3 & h_2^1 \\ 0 & h_1^4 & 0 & 0 & h_2^4 & 0 \\ 0 & 0 & h_1^3 & 0 & 0 & h_2^3 \\ 0 & 0 & h_1^4 & 0 & 0 & h_2^4 \end{bmatrix}$$

により与えられる。

【0062】

マトリックス

【0063】

【数 21】

$$\mathbf{G}^H \mathbf{G}$$

の最大固有値に対応する固有ベクトル

【0064】

10

20

30

40

【数 2 2】

$$w(3) = (w_1^1, w_1^2, w_1^4, w_2^1, w_2^2, w_2^4)$$

は、結局各 F I R フィルタ ($w_1^3 = w_2^3 = 0$) に適用されるべき非 nul 係数となる。

【0 0 6 5】

0, 1 0 T_c 及び 1 1 T_c に位置した Q = 3 個の関連経路を有するマルチパス・チャネルによる別の例を考えて見る。従って、2つの提案されたスキームは、1 アンテナ当たり L = 1 2 個の係数を有する F I R フィルタか、又は 1 アンテナ当たり唯 Q = 3 個の十分配置された係数を有する F I R フィルタかのいずれかを考慮する。2 個の量子化ビットを係数を決定するため用いることを假定すると、フィードバックの合計量は、第 2 のアプローチにより 4 で除算される (第 1 のケースで 2 4 ビット、第 2 のケースで唯の 6 ビット)。

【0 0 6 6】

図 7 は、図 5 に類似し、本発明のこの実施形態により得られた性能のシミュレーションを表す。この単純化 (即ち、各アンテナ上の各 F I R フィルタで L の代わりに Q 個の係数) は、僅か 0. 5 d B の損失をもたらし、そして元の T x A スキームに関して 2 つの送信アンテナに対して 2. 5 d B より大きい利得 (量子化が無いとき) を依然可能にすることが分かるであろう。また、量子化、検証、漸進的精密化技術及びフィードバックが前述したようにこの実施形態に適用されることができると注目されたい。

【図面の簡単な説明】

【0 0 6 7】

【図 1】図 1 は、例示として与えられ、N 個の送信アンテナ及び M 個の受信アンテナを有する、本発明の一実施形態に従った通信システムの概略図である。

【図 2】図 2 は、2 個の送信アンテナ及び 1 個の受信アンテナを有する、図 1 に示される種類の通信システムの概略図である。

【図 3】図 3 は、4 個の送信アンテナを有する、図 1 に示される種類の通信システムの基地局の概略図である。

【図 4】図 4 は、2 個の受信アンテナを有する、図 1 に示される種類の通信システムの移動局の概略図である。

【図 5】図 5 は、図 2 に示される種類のシステムのシミュレーションされたビット誤り率を、各送信アンテナのための様々な数の F I R 係数に対するビット当たりの送信エネルギー対雑音比 (E_b/N_0) の関数として示すグラフである。

【図 6】図 6 は、本発明の好適な実施形態において F I R フィルタ・タップ位置を選択し、係数を計算し、移動局から基地局へフィードバックを与える方法のフロー・チャートである。

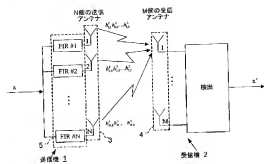
【図 7】図 7 は、各送信アンテナに関して選択した位置に低減した数の F I R タップを有する図 2 に示される種類のシステムに対して、シミュレーションされたビット誤り率をビット当たりの送信エネルギー対雑音比 (E_b/N_0) の関数として示すグラフである。

10

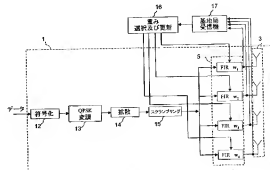
20

30

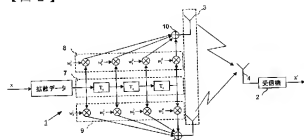
【図 1】



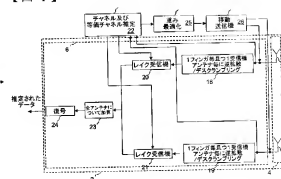
【図 3】



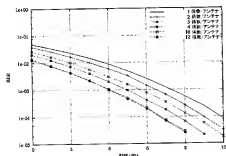
【図 2】



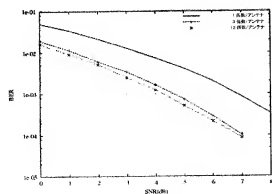
【図 4】



【図 5】



【図 6】



【国際調査報告】

| INTERNATIONAL SEARCH REPORT | | International Application No. PCT/EP 03/04184 |
|---|--|--|
| A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER IPC 7 H04B7/06 H04B7/08 | | |
| According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC | | |
| B. FIELDS SEARCHED Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols) IPC 7 H04B | | |
| Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched | | |
| Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used) EPO-Internal, WPI Data, PAJ, INSPEC | | |
| C. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT | | |
| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
| X A | US 6 377 631 B1 (RALEIGH GREGORY G) 23 April 2002 (2002-04-23) column 2, line 10 - line 43 column 4, line 12 - line 25 column 6, line 21 - column 7, line 23 column 8, line 2 - line 53 column 10, line 16 - line 29 column 13, line 6 - line 22 column 6, line 39 - line 65 column 17, line 54 - line 62 column 18, line 7 - column 20, line 45 column 22, line 41 - line 68 column 27, line 20 - line 65 column 29, line 29 - line 52 column 30, line 12 - line 27 --- -/- | 1-3, 6, 10-15, 17-19 5, 7-9, 16 |
| <input checked="" type="checkbox"/> | Further documents are listed in the continuation of box C. | <input checked="" type="checkbox"/> Patent family members are listed in annex. |
| * Special categories of cited documents: "A" document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance "E" earlier document but published on or after the international filing date "L" document which may have doubt on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another claim or other special reason (see specification) "O" document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means "P" document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed "T" later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention "X" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step unless the document is taken alone "Y" document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art "Z" document member of the same patent family | | |
| Date of the actual completion of the international search 14 August 2003 | | Date of making of the international search report 14/10/2003 |
| Name and mailing address of the ISA European Patent Office, P.O. Box 5416, Patentlaan 2 NL - 2280 HV Rijswijk Tel. (+31-78) 363-3540, Tx. 31 851 epo nl Fax (+31-78) 363-3510 | | Authorized officer Lustrini, O |

Form PCT/ISA/210 (second sheet) (July 2002)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/EP 03/04184

C.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

| Category * | Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages | Relevant to claim No. |
|------------|--|---|
| X | THOMPSON J S ET AL: "DOWNLINK TRANSMIT DIVERSITY SCHEMES FOR CDMA NETWORKS" VTC 1999-FALL. IEEE VTS 50TH. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. GATEWAY TO THE 21ST. CENTURY COMMUNICATIONS VILLAGE. AMSTERDAM, SEPT. 19 - 22, 1999, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 3 CONF. 50, 19 September 1999 (1999-09-19), pages 1382-1386, XP000922334 ISBN: 0-7803-5436-2 paragraph '0III! | 1-3, 6, 10-12, 14-17, 19 |
| A | SAMPATH H ET AL: "PRE-EQUALIZATION FOR MIMO WIRELESS CHANNELS WITH DELAY SPREAD" VTC 2000-FALL. IEEE VTS 52ND. VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE. BOSTON, MA, SEPT. 24 - 28, 2000, IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY CONFERENCE, NEW YORK, NY: IEEE, US, vol. 3 OF 6. CONF. 52, 24 September 2000 (2000-09-24), pages 1175-1178, XP000988561 ISBN: 0-7803-6508-9 cited in the application abstract paragraphs '0001!, '02.2!, '03.1!, '03.2! | 1, 3, 6, 10-12, 14, 15, 17, 19 |

Note: PQ1180A/1181 (continuation of issued sheet) (July 1999)

INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.
PCT/EP 03/04184

| Patent document cited in search report | Publication date | Patent family member(s) | Publication date |
|---|---------------------|----------------------------|---------------------|
| US 6377631 | B1 | 23-04-2002 | |
| | | US 6144711 A | 07-11-2000 |
| | | US 2003072382 A1 | 17-04-2003 |
| | | US 6452981 B1 | 17-09-2002 |
| | | AU 4238697 A | 19-03-1998 |
| | | CA 2302289 A1 | 05-03-1998 |
| | | EP 0920738 A1 | 09-06-1999 |
| | | EP 0931388 A2 | 28-07-1999 |
| | | JP 2001505723 T | 24-04-2001 |
| | | WO 9809385 A2 | 05-03-1998 |
| | | WO 9809381 A1 | 05-03-1998 |
| | | WO 9809395 A1 | 05-03-1998 |

From PCT/ISA/210 (patent/family search) (July 1992)

フロントページの続き

(81)指定国 AP(GH,GM,KE,LS,MW,MZ,SD,SI,SZ,TZ,UG,ZM,ZW),EA(AM,AZ,BY,KG,KZ,MD,RU,TJ,TD),EP(AT, BE,BG,CH,CY,CZ,DE,DK,EE,ES,FI,FR,GB,GR,HU,IE,IT,LI,MC,NL,PT,RO,SE,SI,SK,TR),OA(BF,BJ,CF,CG,CI,CM,GA, GN,GQ,GW,ML,MR,NE,SN,TD,TG),AE,AG,AL,AM,AT,AU,AZ,BA,BB,BG,BR,BY,BZ,CA,CH,CN,CO,CR,CU,CZ,DE,DK,DM,DZ, EC,EE,ES,FI,GB,GD,GE,GH,GM,HR,HU,ID,IL,IN,IS,JP,KE,KG,KP,KR,KZ,LC,LK,LR,LS,LT,LU,LV,MA,MD,MG,MK,MN,M W,MX,MZ,NI,NO,NZ,OH,PH,PL,PT,RO,RU,SC,SD,SE,SG,SK,SL,TJ,TM,TN,TR,TT,TZ,UA,UG,US,UZ,VC,VN,YU,ZA,ZM,ZW

(74)代理人 100096013

弁理士 富田 博行

(72)発明者 ヴィアール、サンドリヌ

フランス国エフー9 1 1 9 0 ジフーシュールーイバット、イムーブル・コロンビア、ルート・ドゥ・ラルム・オ・メリスイール、パーク・テクノロジー・ドゥ・サントーバン、モトローラ・サントレ・ドゥ・ルシエルシュ

(72)発明者 ウィネット、ニコラス

フランス国エフー9 1 1 9 0 ジフーシュールーイバット、イムーブル・コロンビア、ルート・ドゥ・ラルム・オ・メリスイール、パーク・テクノロジー・ドゥ・サントーバン、モトローラ・サントレ・ドゥ・ルシエルシュ

(72)発明者 ビュルジョール、ソーデシュ

フランス国エフー9 1 1 9 0 ジフーシュールーイバット、イムーブル・コロンビア、ルート・ドゥ・ラルム・オ・メリスイール、パーク・テクノロジー・ドゥ・サントーバン、モトローラ・サントレ・ドゥ・ルシエルシュ

F ターム(参考) 5K022 EF02 EF21

5K059 CC02 CC03 EF02